

ПРОСТОЕ БЕЗДАТЧИКОВОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ С ЕСТЕСТВЕННОЙ ОРИЕНТАЦИЕЙ ПО ПОЛЮ МАШИНЫ

Введение. Регулируемые электроприводы с асинхронными двигателями (АД) являются основой электромеханических систем, использующихся в широком спектре технологических применений. Векторное управление с использованием датчика скорости, как правило, используется, когда требуются высокие динамические показатели, большой диапазон и высокая точность регулирования угловой скорости [1]. Бездатчиковое управление АД используется для применений, требующих средних и низких показателей качества управления [2]. В [2] – [4] представлен ряд решений проблемы бездатчикового управления АД, которые реализованы в коммерческих электроприводах. Обширный обзор и структурированный анализ алгоритмов бездатчикового управления дан в [2], [3]. Теоретической основой для проектирования алгоритмов бездатчикового управления являются, как простейшие скалярные методы с использованием принципов частотного управления [4], так и сложные, теоретически обоснованные алгоритмы [5], [6], основанные на методах современной нелинейной теории управления. Множество технических решений, приведенных в литературе, экспериментально демонстрируют высокие динамические и статические показатели качества. В связи с тем, что динамика АД описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений высокого порядка, проблема бездатчикового управления АД до сих пор не имеет устоявшегося теоретически доказанного решения.

Интегрирование уравнений потокосцеплений статора или дифференцирование статорных токов для получения информации о векторе потокосцепления, имеют известные практические ограничения. Предположение о постоянстве угловой скорости, т. е. пренебрежение динамикой механической части, обычно принимается при использовании подхода с применением теории адаптивных систем. Благодаря структурной идентичности уравнений АД относительно угловой скорости и активного сопротивления ротора, проблема оценки потока и скорости при этом подобна задаче оценки потока и активного сопротивления ротора, решенной в [7]. Эта идея рассмотрена в [5], [8] и в некоторых других адаптивных решениях. Проблемы вариации параметров АД, компенсации нелинейностей инвертора с целью получения информации о напряжениях статора являются теоретическими и практическими вопросами, активно обсуждаемыми в литературе [2], [3].

В данной статье представлен простой алгоритм векторного бездатчикового управления АД для промышленных применений общего назначения. Алгоритм обеспечивает повышенный диапазон астатического регулирования скорости по сравнению с частотным управлением и является более простым по сравнению с другими бездатчиковыми алгоритмами. Предложенный алгоритм основан на структурных свойствах поле-ориентированной декомпозиции динамики АД [9] на электромагнитную и электромеханическую подсистемы. Концепция бездатчиковой ориентации по полю без измерения и наблюдения скорости и потока используется для достижения целей асимптотической отработки скорости и регулирования вектора потокосцепления ротора при наличии постоянного момента нагрузки. Показано, что алгоритм управления локально асимптотически устойчив, благодаря естественным свойствам устойчивости АД.

Модель АД и постановка задачи управления. Эквивалентная двухфазная модель симметричного АД при условии симметричного питания, представленная в системе координат (d-q), имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \mu(\psi_d \dot{i}_q - \psi_q \dot{i}_d) - \frac{1}{J} T_L - v\omega \\ \dot{\psi} &= -\alpha\psi - (\omega_0 - \omega)\mathbf{J}\psi + \alpha L_m \mathbf{i} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{i}} &= -\gamma \mathbf{i} - \omega_0 \mathbf{J} \mathbf{i} + \alpha \beta \psi - \beta \mathbf{J} \omega \psi + \frac{1}{\sigma} \mathbf{u} \\ \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0; \varepsilon_0(0) = 0 \end{aligned} \quad (2)$$

где ω угловая скорость ротора, $\mathbf{i} = (i_d, i_q)^T$, $\psi = (\psi_d, \psi_q)^T$ векторы тока статора и потокосцепления ротора, $\mathbf{u} = (u_d, u_q)^T$ вектор управляющих воздействий. Индексы d и q обозначают компоненты векторов в системе координат (d-q), T_L момент нагрузки, ε_0 угловое положение вращающейся системы координат (d-q) по отношению к неподвижной системе координат (a-b).

Преобразование переменных осуществляется с помощью

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{dq} &= \mathbf{e}^{-\mathbf{J}\varepsilon_0} \mathbf{x}_{ab}, \text{ где } \mathbf{e}^{-\mathbf{J}\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon_0 & \sin\varepsilon_0 \\ -\sin\varepsilon_0 & \cos\varepsilon_0 \end{bmatrix}, \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{x}_{ab} &= \mathbf{e}^{\mathbf{J}\varepsilon_0} \mathbf{x}_{dq} \end{aligned} \quad (3)$$

где \mathbf{x}_{yz} – любой двумерный вектор.

Положительные константы, относящиеся к электрическим и механическим параметрам АД определены стандартным образом [9]. Без потери общности принята одна пара полюсов.

Рассмотрим модель АД, заданную (1) – (3). Определив заданные траектории изменения угловой скорости ω^* и потокосцепления $\psi^* > 0$, запишем ошибки отработки скорости и потока

$$\begin{aligned}\tilde{\omega} &= \omega - \omega^* \\ \tilde{\psi} &= \psi - \psi^*, \text{ где } \psi = \left(\psi_d^2 + \psi_q^2 \right)^{\frac{1}{2}}\end{aligned}\quad (4)$$

Допустим, что:

A1. Токи статора доступны для измерения.

A2. Параметры двигателя точно известны и постоянны.

A3. Момент нагрузки T_L неизвестный, но постоянный.

A4. Заданная траектория скорости ω^* является гладкой функцией с ограниченной первой и второй производными, а также $\psi^* = \text{const}$.

При этих допущениях, для регулирования скорости и потокосцепления, требуется спроектировать алгоритм управления по измеряемому выходу, заданный вектором \mathbf{u} , который бы гарантировал выполнение следующих условий:

CO1. Локальную асимптотическую отработку скорости и потокосцепления ротора совместно с асимптотической ориентацией по полю машины, т. е.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0, \lim_{t \rightarrow \infty} \psi_q = 0 \quad (5)$$

при ограниченности всех внутренних переменных (при ограниченности ω^* , ψ^* и T_L).

CO2. Линейность номинальной динамики ($\tilde{\psi} = 0$, $\psi_q = 0$) подсистемы скорости.

Разработка алгоритма управления. Для разработки алгоритма управления будем использовать концепцию косвенной ориентации по вектору потокосцепления ротора. Полеориентированное преобразование, предложенное в [9], позволяет выполнить декомпозицию исходной динамики АД (1) на две взаимосвязанные подсистемы: электро-механическую, заданную вектором пространства состояния $\mathbf{x}_1 = (\omega, i_q)^T$ и электромагнитную, заданную вектором

пространства состояния $\mathbf{x}_2 = (\psi_d, \psi_q, i_d)^T$. В случае, когда угловая скорость доступна для измерения, алгоритм управления представленный в [9], обеспечивает глобальную асимптотическую развязку двух подсистем и гарантирует глобальную асимптотическую экспоненциальную отработку скорости-потока. Более того, объединенная динамика двух подсистем имеет следующие важные свойства:

- номинальная динамика ошибок отработки (не возмущенная ошибками отработки потокосцеплений) электро-механической системы линейна;
- динамика ошибок отработки электромагнитной подсистемы нелинейна, но глобально экспоненциально устойчива;
- связь между двумя подсистемами обладает линейными и билинейными свойствами.

Перечисленные свойства позволяют вводить дополнительные связи между двумя подсистемами, что в свою очередь, потенциально позволяет получить локальную асимптотическую устойчивость объединенной динамики ошибок отработки.

Определим ошибки отработки потокосцепления и ошибку оценивания момента нагрузки: $\tilde{\psi}_d = \psi_d - \psi^*$, $\tilde{\psi}_q = \psi_q$, $\tilde{T}_L = T_L - \hat{T}_L$, где \hat{T}_L оценка постоянного неизвестного момента нагрузки T_L .

Следуя той же концепции что и в [9] предположим, что в алгоритме регулирования потока скорость доступна для измерения, тогда:

Регулятор вектора потокосцепления

$$\dot{\tilde{\omega}} = \omega_0 = \omega + \alpha L_m \frac{i_q}{\psi^*} + \frac{\lambda}{\psi^*} \beta \omega \tilde{i}_d, \quad \dot{\tilde{i}}_d = \psi^* / L_m, \quad \lambda > 0 \quad (6)$$

Регулятор тока подсистемы потока

$$u_d = \sigma \left[-k_{id} \tilde{i}_d + \gamma_{id}^* - \omega_0 i_q - \alpha \beta \psi^* \right] \quad (7)$$

где $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$ ошибка отработки тока по оси d, $k_{id} > 0$ коэффициент пропорциональной части регулятора тока.

Результирующая динамика ошибок отработки электромагнитной подсистемы имеет вид

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha\tilde{\psi}_d + \omega_2\tilde{\psi}_q + \alpha L_m\tilde{i}_d \\ \dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha\tilde{\psi}_q - \omega_2\tilde{\psi}_d - \lambda\beta\omega\tilde{i}_d \\ \dot{\tilde{i}}_d &= -(k_{id} + \gamma)\tilde{i}_d + \beta(\alpha\tilde{\psi}_d + \omega\tilde{\psi}_q)\end{aligned}\quad (8)$$

где $\omega_2 = \omega_0 - \omega$ угловая скорость скольжения.

Положение равновесия $(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d)^T = 0$ системы (8) глобально экспоненциально устойчиво [9], при соответствующем выборе параметров k_{id} и λ .

Определив ошибку отработки тока по оси q как $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$, рассмотрим динамику ошибок отработки электрохимической подсистемы

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\omega}} &= -v\tilde{\omega} + \mu\psi^*\tilde{i}_q - \frac{\tilde{T}_L}{J} - \mu\psi^{**}\tilde{i}_q - \frac{\tilde{T}_L}{J} - v\omega^* - \dot{\omega}^* + \mu\tilde{\psi}_q\dot{i}_q^* + \mu\tilde{\psi}_d\tilde{i}_q - \mu\tilde{\psi}_q\dot{i}_d^* - \mu\tilde{\psi}_q\tilde{i}_d \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -\gamma\tilde{i}_d - \beta\psi^*\tilde{\omega} - \gamma\dot{i}_q^* - \omega_0\dot{i}_d - \beta\omega^*\psi^* - \dot{i}_q^* + \frac{1}{\sigma}u_q + \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta(\omega^* + \tilde{\omega})\tilde{\psi}_d\end{aligned}\quad (9)$$

Из (9) запишем регулятор скорости и регулятор тока электрохимической подсистемы:

Регулятор скорости

$$\begin{aligned}i_q^* &= \frac{1}{\mu\psi^*} \left(v\omega^* + \frac{\hat{T}_L}{J} + \dot{\omega}^* \right) \\ \dot{\tilde{T}}_L &= -\tilde{T}_L = k_{\omega i}\tilde{i}_q\end{aligned}\quad (10)$$

Регулятор тока

$$u_q = \sigma \left(\gamma\dot{i}_q^* + \omega_0\dot{i}_d + \beta\omega^*\psi^* + \dot{i}_q^* - k_{iq}\tilde{i}_q \right) \quad (11)$$

где $k_{\omega i} > 0$ коэффициент оценивания момента нагрузки, k_{iq} коэффициент пропорциональной части регулятора тока. Подставляя (10) и (11) в (9) динамика ошибок подсистемы скорости приобретает вид

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{T}}_L &= -k_{\omega i}\tilde{i}_q \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -v\tilde{\omega} + \mu\psi^*\tilde{i}_q - \frac{\tilde{T}_L}{J} + \frac{\tilde{\psi}_d}{\psi^*} \left(v\omega^* + \frac{\tilde{T}_L}{J} + \dot{\omega}^* \right) - \mu\frac{\psi^*}{L_m}\tilde{\psi}_q - \frac{1}{J}\frac{\tilde{\psi}_d}{\psi^*}\tilde{T}_L + \mu\tilde{\psi}_d\tilde{i}_q + \mu\tilde{\psi}_q\tilde{i}_d \\ \dot{\tilde{i}}_q &= -(\gamma + k_{iq})\tilde{i}_q - \beta\psi^*\tilde{\omega} + \alpha\beta\tilde{\psi}_q - \beta\omega^*\tilde{\psi}_d - \beta\tilde{\omega}\tilde{\psi}_d\end{aligned}\quad (12)$$

Номинальная $(\tilde{\psi}_d = \tilde{\psi}_q = 0)$ динамика ошибок отработки (12) линейна и может специфицироваться выбором коэффициентов $k_{\omega i}$ и k_{iq} . Структура объединенной динамики, полученная из (8) и (12) совпадает с рассмотренной в [9] и, следовательно, положение равновесия $x = (\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d, \tilde{T}_L, \tilde{\omega}, \tilde{i}_q)^T = 0$ является глобально экспоненциально устойчивым. Отметим, что информация о скорости (измеренная или наблюдаемая) не используется в регуляторе (10), (11); показатели качества линейной части (12) зависят от параметров АД. Заменяя измеренную скорость и ток i_q в (6) на заданные сигналы ω^* и i_q^* получим алгоритм бездатчикового управления, представленный в [10]. Анализ устойчивости линеаризованной системы, приведенной в [10], [11] свидетельствует, что бездатчиковый алгоритм управления, заданный (6), (7) и (10), (11) с заменой ω на ω^* обеспечивает локальное достижение условий (5) при ненулевой частоте возбуждения ω_0 в (6). При этом условия ориентации по вектору потокоцепления ротора достигаются благодаря естественным свойствам устойчивости АД.

Экспериментальное тестирование. Предложенный алгоритм управления тестировался с использованием двух асинхронных двигателей, с номинальными моментами 2.5 Нм и 15 Нм. Первый АД питался от стандартного ШИМ инвертора с частотой коммутации 10 кГц; для питания второй машины был использован матричный преобразователь с частотой коммутации 5 кГц. Для проведения экспериментов использовались подобные последовательности управления:

1. На начальном интервале времени двигатель возбуждается с использованием линейной траектории заданного потока, начиная с $\psi^*(0) = 0.02$ Вб ;

2. Ненагруженный двигатель отрабатывает заданную траекторию скорости, начиная с нуля и достигая заданного значения 50 рад/с (15% номинальной для АД с номинальным моментом 2.5 Нм, и 50% для АД с номинальным моментом 15 Нм). В обоих случаях при разгоне требуется динамический момент примерно равный номинальному.

3. На участке движения с постоянной скоростью, к валу машины прикладывался и снимался постоянный номинальный момент нагрузки.

4. Последний интервал времени использовался для торможения двигателя до нулевой скорости.

Переходные процессы, показанные на Рис. 1.a, Рис. 1.b, демонстрируют показатели динамики и статики предложенного алгоритма при использовании двигателя с номинальным моментом 15 Нм и заданной скоростью равной 50 рад/с и 25 рад/с соответственно.

На Рис. 2 даны результаты того же теста, но для машины с номинальным моментом 2.5 Нм, при заданной скорости равной 50 рад/с. На Рис. 3 показана отработка номинального генераторного момента при работе на скорости 25 рад/с. Следует отметить, что многие алгоритмы бездатчикового управления неустойчивы на низких скоростях при наличии на валу двигателя генераторного момента. Как видно из Рис. 3, предложенный алгоритм не только сохраняет устойчивость, но и демонстрирует при этом высокие показатели качества отработки угловой скорости. Неустойчивость для рассматриваемого АД в генераторном режиме наблюдается при снижении угловой скорости ниже 15 рад/с.

Работа машины с номинальным моментом 2.5 Нм на низкой скорости $\omega^* = 10 \text{ рад/с}$, что составляет 3% от номинальной скорости, показана на Рис. 4.

Проведенное экспериментальное исследование показывает, что для двигателя с номинальным моментом 2.5 Нм, предложенный алгоритм позволяет получить диапазон регулирования при номинальном моменте нагрузки (скачкообразном изменении в двигательном режиме) 1:30, в то время как диапазон регулирования при частотном управлении составляет меньше 1:5.

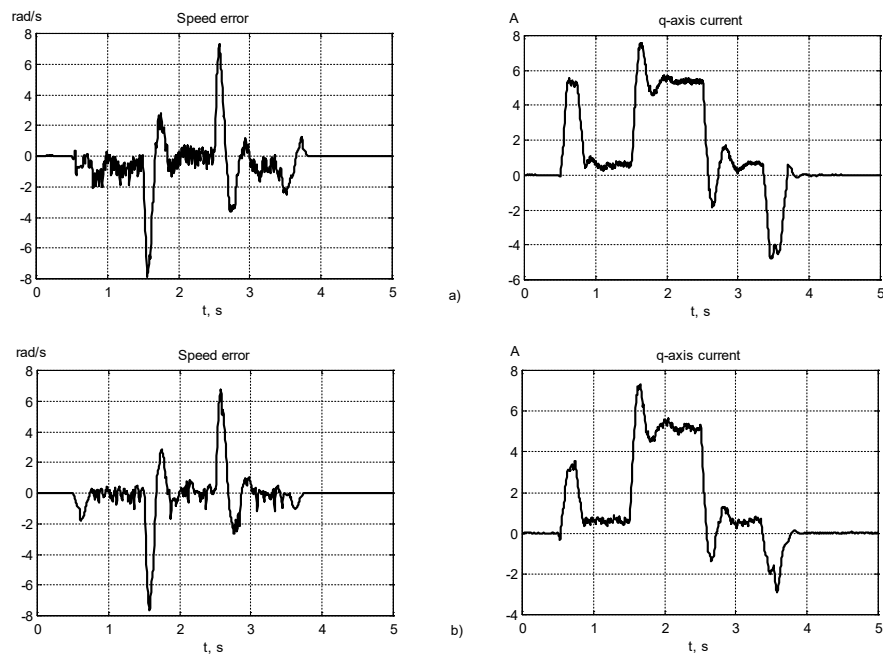


Рис. 1. Переходные процессы при использовании двигателя с $M_H = 15 \text{ Нм}$, а) $\omega^* = 50 \text{ рад/с}$, б) $\omega^* = 25 \text{ рад/с}$.

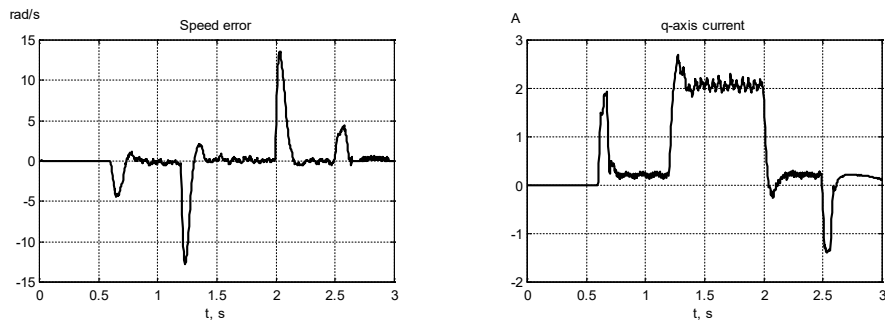


Рис. 2. Переходные процессы при использовании двигателя с $M_H = 2.5 \text{ Нм}$. $\omega^* = 50 \text{ рад/с}$.

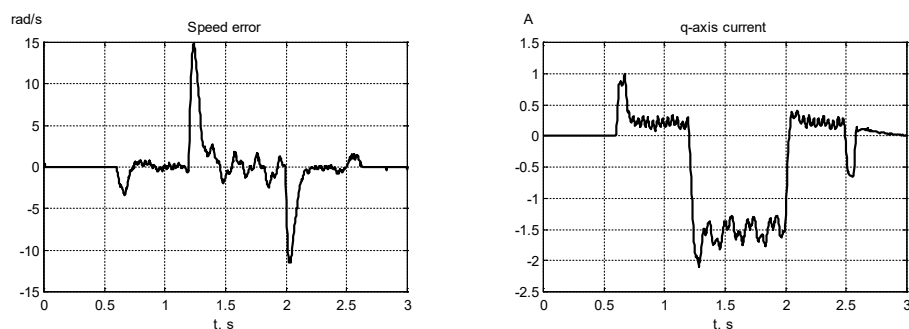


Рис. 3. Обработка генераторного момента двигателем с $M_H = 2.5$ Нм, $\omega^* = 25$ рад/с.

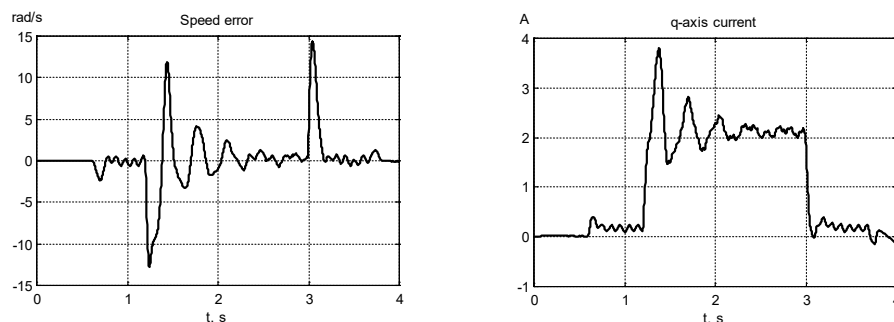


Рис. 4. Переходные процессы при использовании двигателя с $M_H = 2.5$ Нм, $\omega^* = 10$ рад/с.

Заключение. Разработан и экспериментально исследован алгоритм бездатчикового управления асинхронным двигателем. Предложенное решение не использует наблюдателей и основано на концепции естественной косвенной ориентации управления по полю машины. Разработанный алгоритм прост в реализации и демонстрирует повышенные показатели качества управления и увеличенный диапазон регулирования скорости по сравнению с частотным управлением.

Благодарность. Авторы благодарят предприятие ЭПА – Электротехника-Привод-Автоматика за предоставленные информационные материалы.

Авторы благодарят заведующего первым отделом института электродинамики НАН Украины проф. Чехета Э. М. за предоставленную возможность проведения экспериментов с применением матричного преобразователя.

Литература

- [1] W. Leonhard. Control of Electrical Drives. Springer – Verlag, Berlin: 1996.
- [2] K. Rajashekara, A. Kawamura, K. Matsuse. Sensorless Control of AC Drives, IEEE Press, 1996.
- [3] P. Vas. Sensorless Vector Control and Direct Torque Control. Oxford, Clarendon Press, 1998.
- [4] A. Munoz-Garcia, T. A. Lipo, D. W. Novotny, "A new induction motor V/f control method capable of high-performance regulation at low speeds", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 34, no. 4, July/August 1998, pp. 813 - 821.
- [5] Yu-Chao Lin, Li-Chen Fu, Chin-Yu Tsai "Non-linear sensorless indirect adaptive speed control of induction motor with unknown rotor resistance and load" Int. of Adapt. Control and Signal Processing Vol. 14, Issue 2-3, 2000, pp. 109-140.
- [6] Z. Yan, C. Jin, V. I. Utkin, "Sensorless sliding-mode control of induction motors", IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 47, Dec. 2000.
- [7] R. Marino, S. Peresada and P. Tomei "Global adaptive output-feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance", in Proc. 35th IEEE CDC, Kobe, Japan., pp. 4701 – 4706, Dec. 1996.
- [8] M. Montanari, S. Peresada, A. Tilli, A. Tonielli, "Speed Sensorless Control of induction motor based on indirect field-orientation", In Proc. IEEE IAS-2000, Rome, Italy.
- [9] S. Peresada and A. Tonielli, "High performance speed-flux tracking controller for induction motor", Int. of Adaptive Control and Signal Processing, 2000, 14:177 - 200.
- [10] S. Peresada, A. Tilli, S. Kovbasa, M. Montanari, F. Ronchi, "Simple sensorless vector control of induction motors with natural field orientation", IECON'01, Denver, USA, pp.641-646.
- [11] M. Montanari, S. Peresada and A. Tilli, "Observerless scheme for sensorless control of induction motor: stability analysis and design procedure ", 10-th Mediteranean Conference on Control, MED2002, Lysbon 2002.